

モータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

発明の背景

1. 技術分野

5 本発明はモータ駆動用のインバータ制御装置および空気調和機に関する。

2. 関連技術

汎用インバータなどで用いられている一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置として、図18に示すようなV/F制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ
10 制御装置がよく知られている（例えば、非特許文献1の第661～711頁参照）。

図18において、主回路は直流電源装置113と、インバータ3とインダクションモータ4とから構成されており、直流電源装置113については、交流電源1と、整流回路2と、インバータ3の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ112と、交流電源1の力率改善用リアクタ111から構成されている。

15 一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 ω^* に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン部13と、V/F制御パターン部13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4の各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成部14と、モータ電圧指令作成部14から作成された各相電圧指令値に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御部18
20 から構成されている。

なお、一般的なV/F制御パターン部13の一例を図19に示す。

図19に示すように速度指令 ω^* に対してインダクションモータ4に印加するモータ電圧値が一義的に決定するような構成となっている。一般的には、速度指令 ω^* とモータ電圧値の値をテーブル値としてマイコン等の演算装置のメモリに記憶させ、テーブル値以外の速度指令 ω^* に対してはテーブル値から線形補間することでモータ電圧値を導出している。
25

ここで、交流電源1が220V（交流電源周波数50Hz）、インバータ3の入力が1.5kW、平滑コンデンサ112が1500 μ Fのとき、力率改善用リアクタ111が5mHおよび20mHの場合における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を図20に示す。図20はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ111が5mHの場合には特に第3高調波成分がIEC規格のそれを大きく上回っているが、20mHの場合には40次までの高調波成分においてIEC規格をクリアしていることがわかる。

そのため特に高負荷時においてもIEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ111のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコストUPを招くという不都合があった。
35

そこで、力率改善用リアクタ111のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図21に示すような直流電源装置が提案されている（例えば、特許文献1参照）。

図21において、交流電源1の交流電源電圧を、ダイオードD1～D4をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力を、リアクトル L_{in} を介して中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗RLに直流電圧を供給する。この場合、リアクトル L_{in} の負荷側、及び中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタQ1を接続し、このトランジスタQ1をベース駆動回路G1で駆動する構成となっている。
40

45 また、直流電源装置は、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗 R_{dm} とをさらに備えている。パルス発生回路I1、I2は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値

が中間コンデンサCの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗 R_{dm} にパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

ここで、パルス発生回路I1は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生I2は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させる。

5 なお、トランジスタQ1をオン状態にしてリアクトル L_{in} に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサCの電荷がトランジスタQ1を通して放電することのないように逆流防止用ダイオードD5が接続され、さらに、中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電する経路に、逆流防止用ダイオードD6と、平滑効果を高めるリアクトル L_{dc} が直列に接続されている。

10 上記の構成において、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタQ1をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高効率化を達成することができる。

(特許文献1) 特開平9-266674号公報

15 (非特許文献1) インバータドライブハンドブック (インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995年初版、日刊工業新聞社刊)

20 しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサCDとリアクトル L_{in} (特許文献1では $1500\mu F$ 、 $6.2mH$ 時のシミュレーション結果について記載されている) とを依然として有したままであり、さらに中間コンデンサCとトランジスタQ1とベース駆動回路G1とパルス発生回路I1、I2とダミー抵抗 R_{dm} と逆流防止用ダイオードD5、D6と平滑効果を高めるリアクトル L_{dc} とを具備する必要があるため、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコスト増を招くという課題を有していた。

25 本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

発明の要旨

30 本発明に係るインバータ制御装置は、交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流回路と、その整流回路からの直流電力を所望の周波数、電圧を持つ交流電力に変換しモータに供給するインバータを含む。整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成される。インバータの直流母線間には、モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサが設けられる。インバータ制御装置は、外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、インバータの直流電圧基準値を決定する直流電圧基準値演算手段と、PN電圧補正手段と、モータ電圧指令補正手段とを備える。PN電圧補正手段は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧値が直流電圧基準値以上の場合において使用されるモードであってPN電圧補正係数に1を設定する第1のモードと、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することにより得られた結果をそのまま設定する第2のモードとを有する。モータ電圧指令補正手段は、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と、PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なう。

45 上記の構成によって、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストのインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、モータの駆動を維持することが可能であり、さらに交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制

することが可能となる。

また、直流電圧基準値演算手段で決定される直流電圧基準値は、外部から与えられるモータの速度指令値に応じて可変としてもよい。この構成によって、更なる交流電源電流の高調波成分抑制を図ることが可能となる。

5 また、交流電源周波数の偶数倍の周波数を持つ共振周波数を中心としてその前後に所定の周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するよう、インバータ運転周波数を制御してもよい。この構成によって、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

10 また、小容量リアクタと小容量コンデンサとで定まる共振周波数を、交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するものである。上記の構成によって、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能である。

15 また、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定してもよい。インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

20 また、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定してもよい。この構成によって、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

25 本発明によれば、各相電圧指令値を好適に補正するため、小容量コンデンサおよび小容量リアクタの使用が可能となる。これにより、小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させながら、モータのより安定した駆動の維持を図る運転領域と、交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分の特に3次成分を抑制する運転領域との選択が可能となる。

30 図面の簡単な説明

図1は、本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図である。

図2は、本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第1のモードを示す図である。

図3は、本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第2のモードを示す図である。

35 図4は、本発明の第1の実施形態における動作結果を示す図である。

図5は、本発明の第1の実施形態における動作時の電流方向を示す図である。

図6は、(a)本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第1のモードの動作を示す図、及び(b)本発明の第1の実施形態における第2のモードの動作を示す図である。

40 図7は、本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第1のモードの動作結果を示す図である。

図8は、本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正手段の第2のモードの動作結果を示す図である。

図9は、本発明の第2の実施形態における直流電圧基準値の特性を示す図である。

図10は、本発明の第2の実施形態における動作を示す図である。

45 図11は、本発明の第2の実施形態における動作結果を示す図である。

図12は、本発明の第3の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第1の動作結果を示す図である。

図 1 3 は、本発明の第 3 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図である。

図 1 4 は、本発明の第 5 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図である。

5 図 1 5 は、本発明の第 5 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図である。

図 1 6 は、本発明の第 5 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 3 の動作結果を示す図である。

図 1 7 は、本発明の空気調和機の一実施形態を示す構成のブロック図である。

10 図 1 8 は、一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

図 1 9 は、一般的な V/F 制御パターンの一例を示す図である。

図 2 0 は、図 1 8 のインダクションモータ駆動用インバータ装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した線図である。

図 2 1 は、従来の直流電源装置図である。

15

好ましい実施形態の詳細な説明

以下本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

(実施の形態 1)

20

本発明の第 1 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図 1 に示す。図 1 において、インバータ制御装置の主回路は交流電源 1 と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ 2 と、2 mH 以下の小容量リアクタ 1 1 と、1 0 0 μ F 以下の小容量コンデンサ 1 2 と、直流電力を交流電力に変換するインバータ 3 と、インバータ 3 により変換された交流電力により駆動するインダクションモータ 4 から構成されて

25

いる。
一方、インバータ制御装置の制御回路は、V/F 制御パターン部 1 3 と、モータ電圧指令作成部 1 4 と、PN 電圧検出部 1 5 と、PN 電圧補正部 1 6 と、モータ電圧指令補正部 1 7 と、PWM 制御部 1 8 と、直流電圧基準値演算部 1 9 とを含む。

30

V/F 制御パターン部 1 3 は、外部から与えられたインダクションモータ 4 の速度指令 ω^* に基づいてインダクションモータ 4 に印加するモータ電圧値を決定する。モータ電圧作成部 1 4 は、V/F 制御パターン部 1 3 から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ 4 の各相電圧指令値を作成する。PN 電圧検出部 1 5 は、インバータ 3 の直流電圧値を検出する。直流電圧基準値演算部 1 9 はインバータ 3 の直流電圧基準値を決定する。PN 電圧補正部 1 6 は、直流電圧基準値演算部 1 9 で決定されたインバータ 3 の直流電圧基準値と、PN 電圧検出部 1 5 から得られるインバータ 3 の直流電圧検出値とを比較し、その比較結果から PN 電圧補正係数を導出する。モータ電圧指令補正部 1 7 は、モータ電圧指令作成部 1 4 から得られる各相電圧指令値と PN 電圧補正部 1 6 の出力値である PN 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の電圧補正を行ない、インダクションモータ 4 のモータ電圧指令補正值を作成する。PWM 制御部 1 8 は、モータ電圧指令補正部 1 7 から作成されたモータ電圧指令補正值に基づいてインバータ 3 の PWM 信号を生成する。

40

なお、V/F 制御パターン部 1 3 については、上述の従来の技術にて説明しているのでここでは説明を省略する。(図 1 8 の V/F 制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置)

以下、本実施形態のインバータ制御装置の具体的な動作について説明する。

45

モータ電圧指令作成部 1 4 は、式 (1) で表される演算により各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を作成する。

$$\begin{cases} V_u^* = V_m \sin \theta_1 \\ V_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \\ V_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 V_m はV/F制御パターン部13から決定されるモータ電圧値であり、 θ_1 は式(2)で表されるように速度指令 ω^* を時間積分することで導出する。

$$\theta_1 = \int \omega^* dt \quad \dots(2)$$

PN電圧補正部16は2つの動作モードを有する。図2はPN電圧補正部16の第1のモードを示した図である。PN電圧補正部16は直流電圧基準値演算部19で決定されたインバータ3の直流電圧基準値 V_{pn0} と、PN電圧検出部15から得られるインバータ3の直流電圧検出値 v_{pn} とを用いて式(3)のようにPN電圧補正係数 k_{pn} を導出する。

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0}/v_{pn} & (0 < v_{pn} \leq V_{pn0}) \\ 1 & (v_{pn} > V_{pn0}) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 k_{pn_max} は予め設定されたPN電圧補正係数の最大値である。

また、図3はPN電圧補正部16の第2のモードを示した図で、式(4)のようにPN電圧補正係数 k_{pn} を導出する。

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0}/v_{pn} & (0 < v_{pn} \leq V_{pn0}) \end{cases} \quad (4)$$

また、モータ電圧指令補正部17では各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とPN電圧補正係数 k_{pn} を用いて式(5)のようにモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* を導出する。

$$\begin{cases} v_{uh}^* = k_{pn} \cdot v_u^* \\ v_{vh}^* = k_{pn} \cdot v_v^* \\ v_{wh}^* = k_{pn} \cdot v_w^* \end{cases} \quad (5)$$

以上のように、本実施形態のインバータ制御装置は、PN電圧補正係数を用いて各相電圧指令値の補正を行うため、PN電圧の変動があってもほぼ一定のモータ電圧が印加されるようになり、大容量のコンデンサが不要となり、小容量のコンデンサの使用が可能となる。そして、小容量のコンデンサを使用することにより、入力電流は常にモータへ供給されることになり、入力電流の力率が向上するため、リアクタの小型化が実現できる。そして、小容量リアクタお

よび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

ここで、PN電圧補正部16の第1のモードと第2のモードについてさらに詳しく説明する。

インダクションモータの出力トルクはモータ印加電圧の2乗に比例することが一般的に知られており（例えば、非特許文献1の33頁参照）、インダクションモータの限界負荷耐量不足を回避するにはモータ印加電圧の確保が必要となる。

よって、インダクションモータ4の安定した駆動の維持を図るために、直流電圧検出値 v_{pn} が直流電圧基準値 V_{pn0} よりも大きい区間ではPN電圧補正係数 k_{pn} を1に固定するPN電圧補正部16の第1のモードによって、モータ印加電圧の減少を防ぎ、出力トルクを確保する。

図4は本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置において、速度指令 ω^* が100Hz付近である時の動作結果である。図4の中の期間Aについて注目すると、この期間ではインバータ3の直流電圧 V_{pn} が落ち込んだ結果、W相のモータ電流 I_w が本来破線で示すように正の方向でなければならないのに対し、負の方向に流れている。この時、図5に示すような回生方向の電流が流れ、交流電源電流 I_{ac} が流れない状態になり、この状態が続くと3次高調波成分が増大することになる。

この3次高調波成分の増大を防ぐべく、速度指令 ω^* が100Hz付近である場合にはPN電圧補正部16の第2のモードにてPN電圧補正係数 k_{pn} を求め、式(5)のようにモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* を導出する。

図6(a)、(b)は速度指令 ω^* が100Hz付近においてPN電圧補正部16の第1のモードと第2のモードの動作をそれぞれ模式的に示したものである。

図6(b)に示すように、第2のモードではPN電圧補正係数 k_{pn} が1以下の場合が存在し、その時にはモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* が抑制されることから交流電源電流 I_{ac} のピークも第1のモードに比べて抑制されることを示す。

図7は速度指令 ω^* が100Hz付近においてPN電圧補正部16の第1のモードで動作させた結果を示した図であり、図8は第2のモードで動作させた結果を示した図である。

実際に、PN電圧補正部16の第2のモードで動作させた時の交流電源電流 I_{ac} のピークが抑制され、交流電源電流の3次高調波成分を低減させることができている。

上述したように、PN電圧補正部16の第1のモードと第2のモードの併用によって、インダクションモータの安定した駆動の維持を図る運転領域と、交流電源電流の3次高調波成分の抑制を図る運転領域との選択が可能なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現できる。

なお、本発明は上述の実施例のようにV/F制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に限定されるものではなく、周知のベクトル制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置においても本発明は適用可能である。

なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができるとのどちらにおいても本発明は適用可能である。

(実施の形態2)

本実施形態では、直流電圧基準値演算部19で導出される直流電圧基準値 V_{pn0} を、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 ω^* に応じて変化させる。

図9は、直流電圧基準値演算部19で導出される直流電圧基準値 V_{pn0} を、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 ω^* に応じて変化させた一例を示したものである。

図10(a)、(b)は、図9に示した直流電圧基準値演算部19の特性において速度指令

ω^* が80Hzの場合と100Hzの場合の動作をそれぞれ模式的に示したものである。

図10(b)に示す100Hzの場合は、図10(a)に示す80Hzの場合に比べ、PN電圧補正係数 k_{pn} が全体的に下がることになり、モータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* も抑制されることになる。

その結果、インダクションモータ4はよりモータ印加電圧を要求する状態となり、図11に示すように、交流電源電流 I_{ac} が流れない状態の期間が短くなり、交流電源電流の3次高調波成分を低減させることができています。

(実施の形態3)

本発明に係るインバータ運転周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では小容量コンデンサを用いているため、図12のようにインバータ直流電圧は交流電源周波数 f_s の2倍の周波数で大きく脈動する。

そのため、インバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の偶数倍となる周波数では、インバータ直流電圧が脈動する周波数（交流電源周波数 f_s の2倍の周波数）と同期し共振現象が生じてしまう。

図13はインバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の2倍となる場合の動作結果を示した図である。インバータ直流電圧が脈動する周波数と同期して共振現象が生じ、モータ電流においては負の直流成分が重畳されていることがわかる。そのため、インダクションモータにはブレーキトルクが発生し、出力トルクの減少やモータ損失が増加するといった悪影響が生じてしまう。なお、図13の場合の諸元は、小容量リアクタのインダクタンス値が0.5mH、小容量コンデンサの容量が10 μ F、交流電源が220V(50Hz)、インバータ運転周波数が100Hz（ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、インバータキャリア周波数が5kHzである。

そこで、本実施形態では、インバータ運転周波数 f_1 の設定において、インバータ運転周波数 f_1 が式(6)で与えられる周波数（周波数範囲）に定常的に固定されることを回避するように、インバータ運転周波数 f_1 を設定する。

$$f_1 = 2nf_s \pm \Delta f \quad (6)$$

ここで、 n は整数、 Δf は予め設定された周波数幅であり、周波数幅 Δf に関しては基本的には上述の共振現象の影響が少なくなるように設定しておく。

また、インバータ運転周波数 f_1 が式(6)で求められる共振周波数を越える場合には、加速あるいは減速といった過渡状態で一気にインバータ運転周波数 f_1 を変更させて、インバータ運転周波数 f_1 が共振周波数に固定されることを回避する。

なお、周波数幅 Δf は必ずしも設定する必要はなく、運転状況（軽負荷時など）によっては設定しなくとも良い（この場合は $\Delta f = 0$ とすれば良い）。

以上のようにインバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することで、インダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

(実施の形態4)

本発明に係るインバータ制御装置において用いられる小容量コンデンサ12および小容量リアクタ11の仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

本発明のインバータ制御装置では、交流電源電流の高調波成分を抑制してIEC規格をクリアするために、小容量コンデンサと小容量リアクタとにより定まる共振周波数 f_{LC} （LC共振周波数）が交流電源周波数 f_s の40倍よりも大きくなるように、小容量コンデンサ12と小容量リアクタ11の組み合わせを決定する。

ここで、小容量コンデンサ 12 の容量を C [F]、小容量リアクタ 11 のインダクタンス値を L [H] とすると、 LC 共振周波数 f_{LC} は式 (7) のように表される。

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{..... (7)}$$

即ち、 $f_{LC} > 40 f_s$ を満たすように小容量コンデンサ 12 と小容量リアクタ 11 の組み合わせを決定するものである。これは、IEC 規格では交流電源電流の高調波成分において第 40 次高調波まで規定されているからである。

以上の方法で小容量コンデンサ 12 および小容量リアクタ 11 の組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制して、IEC 規格をクリアすることが可能となる。

次に、小容量コンデンサ 12 の容量の決定について以下に説明する。

インバータ 3 が停止した際には、小容量コンデンサ 12 がインダクションモータ 4 の回生エネルギー（停止直前までインダクションモータのインダクタンス成分に蓄えられていた磁気エネルギー）を吸収してインバータ 3 の直流電圧値が上昇するため、そのときの直流電圧の最大値がインバータ 3 の周辺回路の構成素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサ 12 の容量を決定する。これにより、周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

なお、小容量リアクタ 11 のインダクタンス値は、小容量コンデンサ 12 の値が決まれば、上述の方法で自動的に決定することができる。

（実施の形態 5）

本発明に係るインバータ 3 のキャリア周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

本発明のインバータ制御装置では、小容量コンデンサ 12 に蓄えられる電気エネルギーが小さい。電気エネルギーが不足するような場合でもインダクションモータの駆動を維持するためには、小容量リアクタ 11 の磁気エネルギーを併用するしかないため、リアクタ電流波形（ダイオードブリッジを通った後の電流で、概ね交流電源電流の絶対値をとった電流と等しい）はインバータ 3 のキャリア周波数（チョッピング）の影響を大きく受けてしまう。

そのため、本発明のインバータ制御装置では、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータ 3 のキャリア周波数を設定する。

ここで、種々の条件下で本発明のインバータ制御装置を動作させた場合の結果を図 14～図 16 に示す。図 14 はキャリア周波数が 3.3 kHz の場合、図 15 は 5 kHz の場合、図 16 は 7.5 kHz の場合の動作結果であり、リアクタ電流波形を比較すれば、リアクタ電流（もしくは交流電源電流）はキャリア周波数による依存性が大きいことがわかる。

また、それぞれの交流電源力率値をデジタルパワーメータにて測定したところ、図 14 のキャリア周波数が 3.3 kHz の時には 0.878、図 15 の 5 kHz の時には 0.956、図 16 の 7.5 kHz の時には 0.962 となった。

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値が 0.5 mH、小容量コンデンサの容量が 10 μ F、交流電源が 220 V（50 Hz）、インバータ運転周波数が 57 Hz（ここではモータの極数は 2 極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、交流電源における入力電力が 900 W である。

ここで、例えば予め設定した交流電源力率値が 0.9 である場合には、キャリア周波数を 3.3 kHz～5 kHz の間に設定すれば良いことになり、最終的には予め設定した交流電源力率値（この場合は 0.9）を満足しつつ、最もキャリア周波数が低くなるように決定する。

以上により、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

(実施の形態6)

図17に、上記のインバータ制御装置を利用した空気調和機の構成例を示す。同図に示すように、空気調和機は、上記のインバータ制御装置100を用いており、さらに、電動圧縮機82に加えて、室内ユニット92、室外ユニット95及び四方弁91からなる冷凍サイクルを備えている。室内ユニット92は室内送風機93と室内熱交換器94とから構成され、また室外ユニット95は室外熱交換器96、室外送風機97及び膨張弁98より構成される。

電動圧縮機82はインダクションモータ4により駆動され、インダクションモータ4はインバータ制御装置100により駆動される。冷凍サイクル中は熱媒体である冷媒が循環する。冷媒は電動圧縮機82により圧縮され、室外熱交換器96にて室外送風機97からの送風により室外の空気と熱交換され、また室内熱交換器94にて室内送風機93からの送風により室内の空気と熱交換される。

なお、上記の実施形態ではインダクションモータについて説明を行なったが、本発明はその他のモータについても適用可能なものであることは言うまでもない。

(産業上の利用可能性)

本発明は、小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を提供し、空気調和機等に使用されるモータの制御装置として有用である。

本発明は、特定の実施形態について説明されてきたが、当業者にとっては他の多くの変形例、修正、他の利用が明らかである。それゆえ、本発明は、ここでの特定の開示に限定されず、添付の請求の範囲によってのみ限定され得る。

なお、本出願は日本国特許出願、特願2003-88439号(2003年3月27日提出)、特願2004-054287号(2004年2月27日提出)に関連し、それらの内容は参照することにより本文中に組み入れられる。

特許請求の範囲

1. 交流電源からの交流電力を直流電力に変換する整流回路と、その整流回路からの直流電力を所望の周波数、所望の電圧を持つ交流電力に変換しモータに供給するインバータとを含むインバータ制御装置であって、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタとを含み、前記インバータの直流母線間には、前記モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサが設けられた、モータ駆動用のインバータ制御装置において、
外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、前記モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、
前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、
前記インバータの直流電圧基準値を決定する直流電圧基準値演算手段と、
前記直流電圧基準値を前記直流電圧の検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、
前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と、前記PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段とを備え、
前記PN電圧補正手段は、前記直流電圧値が前記直流電圧基準値以上の場合において使用されるモードであって前記PN電圧補正係数に1を設定する第1のモードと、前記PN電圧補正係数に、前記直流電圧基準値を前記直流電圧検出値で除算して得られた値をそのまま設定する第2のモードとを有することを特徴とするインバータ制御装置。
2. 前記直流電圧基準値演算手段で決定される直流電圧基準値は、外部から与えられるモータの速度指令値に応じて可変とすることを特徴とする、請求項1に記載のインバータ制御装置。
3. 交流電源周波数の偶数倍の周波数を持つ共振周波数を中心としてその前後に所定の周波数幅を持たせた周波数範囲内にインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するように、前記インバータ運転周波数を設定することを特徴とする、請求項1に記載のインバータ制御装置。
4. 前記小容量リアクタと前記小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項1に記載のインバータ制御装置。
5. 前記インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が、前記インバータの周辺回路に含まれる電気素子の耐圧よりも小さくなるように前記小容量コンデンサの容量が決定されることを特徴とする、請求項1に記載のインバータ制御装置。
6. 予め設定された交流電源力率値を満足するように前記インバータのキャリア周波数が決定されることを特徴とする、請求項1に記載のインバータ制御装置。
7. 冷媒を圧縮する圧縮機と、
前記圧縮機を駆動するためのモータと、
整流回路からの直流電力を可変電圧、可変周波数の交流電力に変換して前記モータに供給する請求項1に記載のインバータ制御装置と
備えたことを特徴とする空気調和機。

8. 交流電源周波数の偶数倍の周波数を持つ共振周波数を中心としてその前後に所定の周波数幅を持たせた周波数範囲内にインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するように、前記インバータ運転周波数を設定することを特徴とする、請求項2記載のインバータ制御装置。
9. 前記小容量リアクタと前記小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項2記載のインバータ制御装置。
10. 前記インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が、前記インバータの周辺回路に含まれる電気素子の耐圧よりも小さくなるように前記小容量コンデンサの容量が決定されることを特徴とする、請求項2記載のインバータ制御装置。
11. 予め設定された交流電源力率値を満足するように前記インバータのキャリア周波数が決定されることを特徴とする、請求項2記載のインバータ制御装置。
12. 冷媒を圧縮する圧縮機と、
前記圧縮機を駆動するためのモータと、
整流回路からの直流電力を可変電圧、可変周波数の交流電力に変換して前記モータに供給する請求項2記載のインバータ制御装置と
備えたことを特徴とする空気調和機。

開示の要約

- 5 小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。インバータ制御装置は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、モータ電圧指令作成手段から得られるモータ電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを掛け合わせるによりモータ電圧指令値の電圧補正を行ない、モータ電圧指令補正值を作成する。インバータ制御装置は、PN電圧補正係数を導出において、直流電圧検出が直流電圧基準値以上の場合にPN電圧補正係数に1を設定する第1のモードと、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算した値を設定する第2のモードとを有する。